

## IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: Scoones

Docket No: TI-33482

Serial No: 10/679,789

Examiner: TBD

Filed: 10/06/03

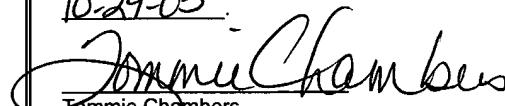
Art Unit: TBD

For: VOLTAGE REGULATOR

### CLAIM FOR PRIORITY FROM FOREIGN APPLICATION UNDER 35 U.S.C. §119

Assistant Commissioner For Patents  
Washington, DC 20231

MAILING CERTIFICATE UNDER 37 C.F.R. §1.8(a)  
I hereby certify that the above correspondence is being deposited with the U.S. Postal Service as First Class Mail in an envelope addressed to: Assistant Commissioner for Patents, PO Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450 on 10-29-03.

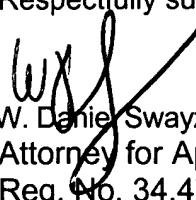
  
Tommie Chambers

Dear Sir:

I hereby claim foreign priority under 35 U.S.C. §119(a)-(d) or (f), or 365(b) of any foreign application(s) for patent, inventor's or plant breeder's rights certificate(s), or 365(a) of any PCT International application which designated at least one country other than the United States of America, listed below and have also identified below, any foreign application for patent, inventor's or plant breeder's rights certificate(s), or any PCT international application having a filing date that of the application which priority is claimed.

Prior Foreign Application Number(s)	COUNTRY	Foreign Filing Date	Priority Not Claimed	Certified Copy Attached?
Yes	No			
102 49 162.3	Germany	10/22/2003	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>

Respectfully submitted,

  
W. Daniel Swayze, Jr.  
Attorney for Applicant  
Reg. No. 34,478

Texas Instruments Incorporated  
P.O. Box 655474, MS 3999  
Dallas, TX 75265  
(972) 917-5633

# BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



## Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:** 102 49 162.3  
**Anmeldetag:** 22. Oktober 2002  
**Anmelder/Inhaber:** TEXAS INSTRUMENTS DEUTSCHLAND GMBH,  
Freising/DE  
**Bezeichnung:** Spannungsregler  
**IPC:** G 05 F 1/56

**Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.**

München, den 16. Oktober 2003  
**Deutsches Patent- und Markenamt**  
**Der Präsident**

Im Auftrag

A handwritten signature in black ink, which appears to read "J. Geurts". Below the signature is a small, rectangular, illegible stamp or seal.



# PRINZ & PARTNER GbR

PATENTANWÄLTE  
EUROPEAN PATENT ATTORNEYS  
EUROPEAN TRADEMARK ATTORNEYS

Manzingerweg 7  
D-81241 München  
Tel. + 49 89 89 69 80

22. Oktober 2002

TEXAS INSTRUMENTS DEUTSCHLAND GMBH  
Haggertystraße 1  
85356 Freising

Unser Zeichen: T 9873 DE  
Hb/ba

---

## Spannungsregler

---

5 Die Erfindung bezieht sich auf einen Spannungsregler, der in eine Halbleiterschaltung integriert werden kann.

Viele tragbare batteriebetriebene Geräte, wie beispielsweise Mobiltelefone oder elektronische Notizbücher, enthalten komplexe integrierte Halbleiterschaltungen, die mit einer oder mehreren Versorgungsspannungen 10 betrieben werden. Diese Versorgungsspannungen werden häufig durch Spannungsregler, die in den Halbleiterschaltungen integriert sind, aus einer Batteriespannung erzeugt. Bei diesen Geräten werden dafür oftmals sogenannte Low-Dropout-Spannungsregler eingesetzt, die noch bei einer geringen Spannungsdifferenz zwischen der Batterie- und der gewünschten 15 Versorgungsspannung eine stabil geregelte Spannung liefern können. Deshalb muß die Batteriespannung nur unwesentlich höher als die gewünschte Ausgangsspannung sein und folglich ist die Verlustleistung des Spannungsreglers sehr niedrig. Darüber hinaus vermag der Spannungsregler die Stabilisierung der Versorgungsspannung auch noch bei infolge von Entladung stark abfallener 20 Batteriespannung durchzuführen.

Spannungsregler können mit einer einfachen einstufigen Regelschleife aufgebaut sein. In Figur 1 ist ein einstellbarer Spannungsregler nach dem Stand der Technik gezeigt, wie er beispielsweise in dem Lehrbuch Halbleiter-Schaltungstechnik, Tietze und Schenk, Springer-Verlag, 12. Auflage, Seite 929 beschrieben wird. Das Regelement bei diesem Spannungsregler von einem Leistungstransistor gebildet, der zwischen dem Eingangsspannungsanschluß des Spannungsreglers und dem Versorgungsspannungsanschluß einer Last, die in der Figur 1 durch die Stromsenke  $I_{out}$  symbolisiert wird, angeordnet ist und von einem Regelsignal eines in der Figur 1 als Fehlerverstärker bezeichneten Verstärkers gesteuert wird, dessen Eingang ein von der Versorgungsspannung der Last abhängiges Signal empfängt und der am Ausgang das von der Abweichung der Versorgungsspannung von einem Nennwert abhängige Regelsignal abgibt. Zur weiteren Stabilisierung der Versorgungsspannung ist üblicherweise parallel zur Last ein Ausgangskondensator  $C_{out}$  angebracht. Die Genauigkeit des Spannungsreglers ist durch die Schleifenverstärkung des Fehlerverstärkers bestimmt, diese muß bei entsprechend hohen Anforderungen genügend groß gewählt werden.

Diese Schaltung weist jedoch einige Nachteile auf. Zum Beispiel ist die Regelschaltung bei einem sehr niedrigen Laststrom  $I_{out}$  instabil und neigt zu Schwingungen. Die Ausgangsimpedanz des Leistungstransistors bildet zusammen mit dem Ausgangskondensator  $C_{out}$  einen Tiefpaß, der in der Schaltungstechnik üblicherweise als Polstelle bezeichnet wird. Der Begriff der Polstelle leitet sich aus einer in der Schaltungstechnik weitverbreiteten mathematischen Beschreibung des Übertragungsverhaltens mittels der Laplace-Transformation ab. Die Übertragungsfunktion eines Tiefpasses wird dabei durch eine Funktion beschrieben, die eine Nullstelle in einem Nenner-Polynom aufweist.

Eine zweite Polstelle des in der Figur 1 dargestellten Spannungsreglers wird durch einen Tiefpaß gebildet, der aus der Kapazität des Gate-Anschlusses des Leistungstransistors und der Ausgangsimpedanz des Fehlerverstärkers besteht. Die zweite Polstelle weist normalerweise eine niedrigere Frequenz als die erste

Polstelle auf. Da jedoch die Ausgangsimpedanz des Leistungstransitors mit geringer werdendem Laststrom abnimmt, wandert die erste Polstelle bei geringer werdendem Laststrom zu immer niedrigeren Frequenzen und kann somit den Wert der Frequenz der zweiten Polstelle erreichen. Dadurch wird die Phase des  
5 Rückkopplungssignals um  $180^\circ$  verschoben und aufgrund dieser positiven Rückkopplung erreicht der Spannungsregler einen instabilen Zustand.

Aus der Regelungstechnik (z. B. in O. Föllinger, Regelungstechnik, Hüthig Buch Verlag, 7. Auflage, Seite 270) sind ferner kaskadierte Regelschleifen bekannt, die jeweils für sich optimiert werden können und somit verbesserte  
10 Eigenschaften im Vergleich zu einstufigen Regelschleifen aufweisen. Auf den vorliegenden Fall der Regelschaltung für Spannungsregler angewendet, könnte dies z. B. zu einer Schaltung führen, wie sie in der Figur 2 dargestellt ist. Mit der zweistufigen Regelschaltung gemäß Figur 2 können die Nachteile der oben beschriebenen einstufigen Regelung in gewissen Grenzen beseitigt werden. Das  
15 Regelement wird wiederum von einem Leistungstransistor gebildet, dessen Hauptstrompfad, der bei Feldeffekt-Transistoren durch den Drain-Source-Kanal und bei bipolaren Transistoren durch die Kollektor-Emitter-Strecke gebildet wird, zwischen dem Eingangsspannungsanschluß  $V_{in}$  und dem Versorgungsspannungsanschluß  $V_{out}$ , von dem aus eine Last versorgt wird, angeordnet ist. Die äußere  
20 Schleife wird durch einen Fehlerverstärker gebildet, dessen einem Eingang ein von der Versorgungsspannung der Last abhängiges Signal und dessen anderem Eingang eine Referenzspannung zugeführt wird und der am Ausgang das von der Abweichung der Versorgungsspannung von einem Nennwert abhängige Regelsignal abgibt. Mit diesem Regelsignal wird der nichtinvertierende Eingang  
25 eines Ausgangsverstärkers gesteuert. Der invertierende Eingang des Ausgangsverstärkers ist mit einem von der Versorgungsspannung der Last abhängigen Signal verbunden. Der Ausgangsverstärker bildet somit eine innere Regelschleife, die mit einer niedrigeren Schleifenverstärkung arbeiten kann als die Regelschleife im oben beschriebenen einstufigen Aufbau, da die Genauigkeit des  
30 Spannungsreglers durch die Schleifenverstärkung des Fehlerverstärkers bestimmt wird.

Die Bandbreite der äußeren Schleife ist durch einen Kompensationskondensator  $C_C$ , der an den Ausgang des Fehlerverstärkers angeschlossen ist, festgelegt. Der Kompensationskondensator  $C_C$  bildet zusammen mit der Ausgangsimpedanz des Fehlerverstärkers die Polstelle der äußeren Regelschleife. Bei sehr niedrigen Lastströmen ist die weitere Polstelle des Ausgangsverstärkers, wie oben beschrieben, zu niedrigen Frequenzen hin verschoben. Falls die Polstellen der inneren und der äußeren Schleife bei der gleichen Frequenz liegen, ist die Regelschaltung instabil. Dies kann durch die Wahl des Kondensators am Ausgang des Fehlerverstärkers beeinflußt werden, allerdings sind sehr große Kapazitätswerte auch mit einer sehr großen Fläche auf dem Chip verbunden, so daß sich der Kondensator eventuell nicht mehr in die Halbleiterschaltung integrieren läßt und außerhalb des Chips angebracht werden muß. Dadurch wird eine solche Regelschaltung aufwendig und kostenintensiv.

Ein weiterer Nachteil dieser Schaltung ergibt sich für den Fall, daß das Lastelement sehr viel Strom benötigt, beispielsweise durch einen Kurzschluß am Ausgang nach Masse. Dies wird bei den meisten Spannungsreglern durch eine zusätzliche Schaltung zur Limitierung des Ausgangstroms abgefangen. Beim Erreichen eines gewissen Maximalstroms wird der Leistungstransistor abgeschaltet. Im abgeschalteten Zustand liegt der Ausgang des Spannungsreglers auf Massepotential und der Ausgang des Fehlerverstärkers steigt bis zu einem maximalen Spannungswert an, der beispielsweise seiner positiven Betriebsspannung entspricht. Falls nun die Kurzschlußbedingung wieder aufgehoben ist, entsteht am Ausgang des Spannungsreglers ein sehr hoher Spannungssprung, da der Kondensator am Ausgang des Fehlerverstärkers erst entladen werden muß, um die Eingangsspannung des Ausgangsverstärkers zu senken. Dieser Spannungssprung kann an der zu versorgenden Last zu Schäden führen.

Der Erfindung liegt nun die Aufgabe zugrunde, einen neuen Spannungsregler der eingangs angegebenen Art zu schaffen, der die oben beschriebenen Nachteile bisheriger Spannungsregler überwindet.

Diese Aufgabe wird bei dem eingangs genannten Spannungsregler erfindungsgemäß dadurch gelöst, daß der Spannungsregler einen Transistor, dessen Hauptstrompfad zwischen den Eingangsspannungsanschluß des Spannungsreglers und den Ausgang des Spannungsreglers geschaltet ist, einen Verstärker, dessen Ausgang mit dem Steueranschluß des Transistors verbunden ist und an dessen einem Eingang eine von der Ausgangsspannung des Spannungsreglers abhängige Spannung liegt, und einen Transkonduktanz-Verstärker umfaßt, dessen Ausgang mit dem anderen Eingang des Verstärkers, einem ersten Widerstand und einem Kondensator verbunden ist, wobei der eine Eingang des Transkonduktanz-Verstärkers mit einer weiteren von der Ausgangsspannung des Spannungsreglers abhängigen Spannung verbunden ist, der andere Eingang des Transkonduktanz-Verstärkers mit einer Referenzspannung verbunden ist, die die Ausgangsspannung des Spannungsreglers bestimmt, und zwischen den einen Eingang und den anderen Eingang des Verstärkers ein weiterer Widerstand geschaltet ist.

Gemäß der erfindungsgemäßen Anordnung wird ein neuer vorteilhafter Spannungsregler dadurch geschaffen, daß mit einer einfachen Kompensationsschaltung, die durch einen Widerstand gebildet ist, die Phasenreserve bei niedrigen Lastströmen erhöht wird. Dies ist insbesondere bei batteriegespeisten Geräten, wie z.B. Mobiltelefonen oder elektronischen Terminkalendern, wichtig, da sich diese Geräte häufig in einem Ruhezustand mit reduzierter Stromaufnahme befinden und nur zum gelegentlichen Gebrauch aktiviert werden. Der erfindungsgemäße Spannungsregler versorgt im Ruhezustand das Gerät mit einer stabilen Versorgungsspannung ohne daß zusätzliche Schaltungsmaßnahmen durchgeführt werden müssen. Zusätzlich wird durch die Kompensationsschaltung in Form eines Widerstands auch das Verhalten des Spannungsreglers im Falle einer Überlastung durch einen zu hohen Strom am Ausgang des Spannungsreglers deutlich verbessert. Somit treten keine Spannungsspitzen beim Wegfall der Überlastung mehr auf und die Notwendigkeit am Ausgang des Spannungsreglers aufwendige Schutzmechanismen zur Beseitigung von Überspannungen anzubringen entfällt. Darüber hinaus wird in

dieser Kompensationsschaltung ein Kompensationskondensator benötigt, der einen kleineren Kapazitätswert als der in der Schaltung gemäß Figur 2 aufweist. Somit kann dieses Bauteil in eine Halbleiterorschaltung integriert werden und die Kosten für eine aufwendige externe Unterbringung des Kondensators entfallen.

5 Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen gekennzeichnet.

Die Erfindung wird nun anhand der Zeichnung beispielshalber erläutert. In der Zeichnung zeigen:

- Figur 1 einen Spannungsregler nach dem Stand der Technik,
- 10 - Figur 2 einen weiteren Spannungsregler, der zur Erläuterung der Motivation der vorliegenden Erfindung dient,
- Figur 3 eine Ausführungsform eines erfindungsgemäßen Spannungsreglers,
- Figur 4 ein Diagramm in dem die Phasenreserve eines erfindungsgemäßen Spannungsreglers und eines Spannungsreglers gemäß Figur 3 in Abhängigkeit von der Frequenz aufgetragen ist.

Figur 3 zeigt eine Ausführungsform eines Spannungsreglers gemäß der Erfindung. Aufgabe des Spannungsreglers ist es, eine Eingangsspannung  $V_{in}$  in eine stabile Ausgangsspannung  $V_{out}$  zu wandeln, die zur Spannungsversorgung eines Lastelements 11 vorgesehen ist. Das Lastelement 11 wird in der Figur 3 durch eine Stromsenke symbolisiert, durch die ein Laststrom  $I_{out}$  fließt. Zwischen dem Anschluß der Eingangsspannung  $V_{in}$  des Spannungsreglers und dem Anschluß der Ausgangsspannung  $V_{out}$  liegt der Hauptstrompfad eines Transistors 10, der als Regelement verwendet wird. Das Lastelement 11 befindet sich zwischen dem Anschluß der Ausgangsspannung  $V_{out}$  und einem festen Potential, 25 das beispielsweise Masse sein kann. Parallel zum Lastelement 11 ist ein

Kondensator  $C_{out}$  mit einem relativ großen Kapazitätswert geschaltet, der eine zusätzliche Stabilisierung der Ausgangsspannung  $V_{out}$  bewirkt.

Im folgenden wird der erfindungsgemäße Spannungsregler für den Fall beschrieben, daß die Eingangsspannung  $V_{in}$  bezüglich des festen Potentials des  
5 Lastelements 11 einen positiven Wert aufweist. Dies ist jedoch nicht als Beschränkung auf diesen Fall zu verstehen. Dem Fachmann ist bekannt, wie eine funktionsfähige Schaltung bei invertierten Verhältnissen der Potentiale geschaffen werden kann, beispielsweise indem Transistoren eines ersten Leitungstyps durch Transistoren eines zweiten Leitungstyps ersetzt werden.

10 Der Transistor 10 kann als Leistungstransistor ausgeführt sein. Dazu eignet sich bei einer positiven Eingangsspannung  $V_{in}$  beispielsweise ein bipolarer PNP-Transistor, dessen Emitter mit der Eingangsspannung  $V_{in}$  des Spannungsreglers und dessen Kollektor mit der Ausgangsspannung  $V_{out}$  des Spannungsreglers verbunden ist, oder, wie in Figur 3 dargestellt, ein PMOS-Feldeffekttransistor 10,  
15 dessen Source 12 mit der Eingangsspannung  $V_{in}$  des Spannungsreglers und dessen Drain 14 mit der Ausgangsspannung  $V_{out}$  des Spannungsreglers verbunden ist. Falls der Spannungsregler im Regelbetrieb einen geringen Spannungsabfall zwischen der Eingangsspannung  $V_{in}$  des Spannungsreglers und der Ausgangsspannung  $V_{out}$  des Spannungsreglers aufweisen soll, kann beispielsweise  
20 der PMOS-Feldeffekttransistor 10 mit einer großen Kanalbreite ausgeführt sein, so daß der Widerstand des Source-Drain-Kanals sehr niedrig ist. In diesem Betrieb werden Spannungsregler üblicherweise als „Low-Dropout-Regler“ bezeichnet.

Das Steuergate 16 des PMOS-Feldeffekttransistors 10 ist mit dem Ausgang  
25 eines Verstärkers 20 verbunden. Der Verstärker 20 kann beispielsweise ein Operationsverstärker sein, der für das korrekte Funktionieren des erfindungsgemäßen Spannungsreglers eine niedrige Schleifenverstärkung aufweisen muß und somit einen einfachen Aufbau aufweisen kann. Der

Verstärker 20 wird im folgenden aufgrund seiner Funktion in der erfindungsgemäßen Schaltung als Ausgangsverstärker bezeichnet. Der invertierende Eingang 22 des Ausgangsverstärkers 20 ist mit dem Anschluß der Ausgangsspannung  $V_{out}$  verbunden. Der Ausgangsverstärker 20 bildet mit dieser 5 Gegenkopplung eine erste, innere Rückkopplungsschleife. Sein nichtinvertierender Eingang 24 ist mit dem Ausgang eines Fehlerverstärkers 30 verbunden.

Der Fehlerverstärker 30 bildet eine zweite, äußere Rückkopplungsschleife, wobei die Gegenkopplung in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung  $V_{out}$  des 10 Spannungsreglers erfolgt. Die Ausgangsspannung  $V_{out}$  kann dazu, wie in Figur 3 dargestellt, vor der Gegenkopplung um einen festen Faktor verkleinert werden, beispielsweise mit einem Spannungsteiler. Zu diesem Zweck ist zwischen dem Anschluß der Ausgangsspannung  $V_{out}$  des Spannungsreglers und einem festen Bezugspotential, welches beispielsweise Masse sein kann, ein Spannungsteiler 15 angebracht, der aus zwei Widerständen  $R_1$  und  $R_2$  bestehen kann. Der Mittelanschuß 31 des Spannungsteilers ist mit dem invertierenden Eingang 32 des Fehlerverstärkers 30 verbunden. Der nichtinvertierende Eingang 34 des Fehlerverstärkers 30 ist mit einer festen Referenzspannung  $V_{ref}$  verbunden, die den Wert der Ausgangsspannung  $V_{out}$  des Spannungsreglers bestimmt.

20 Der Fehlerverstärker 30 ist in Form eines Transkonduktanz-Verstärkers ausgeführt. Dieser liefert an seinem Ausgang in Abhängigkeit von der Differenz der Spannungen am nichtinvertierenden Eingang 34 und am invertierenden Eingang 32 einen Strom, der proportional zur Steilheit  $G_M$  des Transkonduktanz-Verstärkers 30 ist. Dieser Strom wird am Ausgang des Transkonduktanz-25 Verstärkers durch eine Ausgangsimpedanz, die beispielsweise, wie in Figur 3 dargestellt, ein ohmscher Widerstand  $R_{O1}$  sein kann, in eine Spannung umgewandelt. Der Wert des Widerstands  $R_{O1}$  bestimmt somit die Spannungsverstärkung des Transkonduktanz-Verstärkers 30 und muß der Steilheit  $G_M$  des Transkonduktanz-Verstärkers 30 angepaßt sein. Die Genauigkeit der 30 Regelstufe hängt von der Verstärkung des Fehlerverstärkers 30 ab, folglich würde

ein zu hoher Wert des Widerstand  $R_{O1}$  die Regelung zu empfindlich machen, bei einem zu niedrigen Wert des Widerstand  $R_{O1}$  wäre die Genauigkeit der Regelstufe zu stark eingeschränkt. Der Widerstand  $R_{O1}$  ist mit einem Anschluß mit dem Ausgang des Fehlerverstärkers 30 verbunden, der andere Anschluß ist mit einem festen Potential, beispielsweise mit Masse, verbunden. Der Ausgang des Fehlerverstärkers 30 ist darüber hinaus mit einem Kompensationskondensator  $C_C$  verbunden, der zusammen mit der Ausgangsimpedanz  $R_{O1}$  die dominierende Polstelle der äußeren Schleife bildet. Mit Hilfe des Kompensationskondensators  $C_C$  wird der Frequenzgang der äußeren Regelschleife so eingestellt, daß ihre Bandbreite für große Lastströme  $I_{out}$  kleiner als die Bandbreite der inneren Regelschleife ist.

Der invertierende Eingang 22 und der nichtinvertierende Eingang 24 des Ausgangsverstärkers 20 sind mit einem Widerstand  $R_{SZ}$  verbunden. Dieser dient zur Kompensation der Verstärkung der äußeren Schleife bei niedrigen Lastströmen  $I_{out}$ , wie nachfolgend erläutert wird.

Solange der Ausgang des Ausgangsverstärkers 20 dem Ausgang des Fehlerverstärkers 30 spannungsmäßig folgt, bleibt der Widerstand  $R_{SZ}$  ohne Einfluß auf die Verstärkung, da der invertierende Eingang 22 und der nichtinvertierende Eingang 24 auf gleichem Potential liegen und somit über dem Widerstand  $R_{SZ}$  keine Spannung abfällt. Der Widerstand  $R_{SZ}$  macht sich nur dann bemerkbar, wenn der Ausgang des Ausgangsverstärkers 20 aufgrund einer plötzlichen Änderung des Laststroms  $I_{out}$  dem Ausgangssignal des Fehlerverstärkers 30 nicht mehr folgen kann. Dies betrifft im wesentlichen Änderungen des Laststroms  $I_{out}$ , die sich in einem Frequenzbereich jenseits der Bandbreite des Ausgangsverstärkers 20 befinden.

Aufgrund der Abhängigkeit der Ausgangsimpedanz des Transistors 10 vom Strom  $I_{out}$  durch das Lastelement 11 verringert sich die Bandbreite des Ausgangsverstärkers mit sinkendem Laststrom  $I_{out}$ . Für eine genauere Beschreibung der Funktion des Widerstands  $R_{SZ}$  können drei Fälle unterschieden

werden. Die Regelung erfolgt in einem Bereich des Laststroms  $I_{out}$ , in dem die Bandbreite des Ausgangsverstärkers 20 größer, kleiner oder etwa gleich der des Fehlerverstärkers 30 ist.

Im ersten Fall findet die Änderung des Laststroms in einem Bereich statt, in

5 dem der Laststrom  $I_{out}$  so groß ist, daß die Bandbreite des Ausgangsverstärkers 20 größer als die des Fehlerverstärkers 30 ist. Der Ausgangsverstärker 20 arbeitet wie ein Spannungsfolger, die Einwirkung des Widerstandes  $R_{SZ}$  ist am Lastelement nicht bemerkbar, da die Änderungen des Ausgangsstroms  $I_{out}$  jenseits der Bandbreite des Fehlerverstärkers 30 liegen.

10 Bei sehr kleinen Lastströmen allerdings verringert sich, wie oben erwähnt, die Bandbreite des Ausgangsverstärkers 20. In diesem Fall, bei dem beispielsweise die Schaltung gemäß Figur 2 in einem instabilen Zustand wäre, reduziert der Widerstand  $R_{SZ}$  die Verstärkung der äußeren Schleife, da sich die effektive Ausgangsimpedanz des Fehlerverstärkers 30 verringert. Die Ausgangsimpedanz 15 des Fehlerverstärkers 30 ist somit im wesentlichen durch den Wert des Widerstandes  $R_{SZ}$  bestimmt, der Einfluß des Kondensators  $C_C$ , der die dominante Polstelle am Ausgang des Fehlerverstärkers bildet, ist stark reduziert. Damit ist auch die mit dieser Polstelle verbundene Phasendrehung um  $90^\circ$  eliminiert.

In dem Fall, daß die Bandbreiten der beiden Verstärker nahezu gleich sind,

20 ergibt sich eine kleine Phasenverschiebung, da bei dieser Frequenz die Impedanz des Kompensationskondensators  $C_C$  nahezu gleich der Impedanz des Widerstands  $R_{SZ}$  ist. Diese verbleibende Phasenverschiebung kann durch die Wahl des Produkts aus dem Wert des Widerstandes  $R_{SZ}$  und der Verstärkung  $G_M$  des Transkonduktanz-Verstärkers 30 beeinflußt werden. Allerdings ist zu 25 berücksichtigen, daß der Ausgangsverstärker 20, wie jeder Operationsverstärker, eine endliche Eingangs-Offsetspannung aufweist. Das Produkt aus dem Wert des Widerstands  $R_{SZ}$  und der Verstärkung  $G_M$  des Transkonduktanz-Verstärkers 30 ist auch ein Maß für den Einfluß der endlichen Eingangs-Offsetspannung des

Ausgangsverstärkers 20, so daß ein gewisse Abwägung zwischen verbleibender Phasenverschiebung und tolerierbarer Eingangs-Offsetspannung erfolgen muß.

In Figur 4 ist in der oberen Kurve 1 der berechnete Verlauf der Phasenreserve für einen erfindungsgemäßen Spannungsregler über einen weiten Bereich des  
5 Laststroms  $I_{out}$  gezeigt. Im Vergleich dazu ist in der unteren Kurve 2 der berechnete Verlauf der Phasenreserve für einen Spannungsregler, wie er in Figur 2 dargestellt ist, gezeigt.

Für Lastströme  $I_{out}$ , die größer als etwa 1 mA sind, beträgt für beide Schaltungen die Phasenreserve nahezu  $90^\circ$ , da im wesentlichen nur die Polstelle  
10 des Ausgangsverstärkers eine Phasendrehung erzeugt.

Für kleiner werdende Lastströme  $I_{out}$  ist das unterschiedliche Verhalten der beiden Schaltungen deutlich zu erkennen. Während der Spannungsregler gemäß Figur 2 eine stetig geringer werdende Phasenreserve aufweist, ist der erfindungsgemäße lineare Spannungsregler auch im Bereich von einigen  $\mu A$   
15 stabil. Die minimale Phasenreserve beträgt für einen erfindungsgemäßen Spannungsregler bei dieser Berechnung etwa  $42^\circ$ . Der Spannungsregler arbeitet somit in einem Bereich, der weit von einem möglichen instabilen Zustand entfernt ist.

Bei dem erfindungsgemäßen Spannungsregler erfolgt die Begrenzung der  
20 Verstärkung des Fehlerverstärkers 30 bei niedrigen Lastströmen mit Hilfe des Widerstands  $R_{SZ}$ . Deshalb kann der Kompensationskondensator  $C_C$  im Vergleich zu einem Spannungsregler gemäß Figur 2 einen wesentlich niedrigeren Wert aufweisen, da der Kompensationskondensator  $C_C$  nur bei hohen Lastströmen,  
25 wenn also der Widerstand  $R_{SZ}$  keinen Einfluß hat, die Limitierung der Bandbreite bewirkt. Somit belegt der Kompensationskondensator  $C_C$  nur eine kleine Fläche auf dem Chip und läßt sich einfach integrieren.

Das Verhalten des Spannungsreglers bei Überlastung wird durch den Widerstand  $R_{SZ}$  ebenfalls beeinflußt. Üblicherweise wird ein Spannungsregler mit

einem Überlastungsschutz (nicht in Figur 3 gezeigt) versehen, der den Transistor 10 abschaltet, falls der Laststrom  $I_{out}$  über einen gewissen Wert ansteigt. In diesem Überlastungszustand fällt, wie eingangs beschrieben, die Spannung am Drain 14 des Transistors 10 auf den Wert des Bezugspotentials. Da das 5 rückgekoppelte Signal und die Referenzspannung  $V_{ref}$  am Eingang des Fehlerverstärkers 30 voneinander abweichen, reagiert der Ausgang des Fehlerverstärkers 30 mit einer Erhöhung des Ausgangsstroms. Dieser Strom wird jedoch durch den Widerstand  $R_{SZ}$  begrenzt, so daß die Spannung am nichtinvertierenden Eingang 22 des Ausgangsverstärkers nicht weiter ansteigen 10 kann. Dadurch treten beim Wegfall der Überlastung keine Spannungsspitzen am Ausgang des Spannungsreglers auf.

Die Ausführungsform des Spannungsreglers gemäß Figur 3 weist über einen großen Bereich des Laststroms  $I_{out}$  eine hohe Stabilität gegen Schwingungen auf, da der Spannungsregler aufgrund der hohen Phasenreserve weit von einem 15 möglichen instabilen Zustand entfernt arbeitet. Damit lassen sich sehr einfach Spannungsregler aufbauen, die vollständig in einem Chip integriert sein können. Dies ist insbesondere bei batteriegespeisten Geräten, wie z.B. Mobiltelefonen oder elektronischen Terminkalendern, wichtig, da sich diese Geräte häufig in einem Ruhezustand mit reduzierter Stromaufnahme befinden und nur zum 20 gelegentlichen Gebrauch aktiviert werden. Zusätzlich wird durch die Kompensationsschaltung in Form eines Widerstands auch das Verhalten des Spannungsreglers im Falle einer Überlastung durch einen zu hohen Strom am Ausgang des Spannungsreglers deutlich verbessert.

Patentansprüche

1. Spannungsregler mit einem Transistor (10), dessen Hauptstrompfad zwischen den Eingangsspannungsanschluß ( $V_{in}$ ) des Spannungsreglers und den Ausgang des Spannungsreglers geschaltet ist, einem Verstärker (20), dessen Ausgang mit dem Steueranschluß (16) des Transistors (10) verbunden ist und an dessen einem Eingang (22) eine von der Ausgangsspannung ( $V_{out}$ ) des Spannungsreglers abhängige Spannung liegt, und einem Transkonduktanz-Verstärker (30), dessen Ausgang mit dem anderen Eingang (24) des Verstärkers (20), einem ersten Widerstand ( $R_{O1}$ ) und einem Kondensator ( $C_C$ ) verbunden ist, wobei der eine Eingang (32) des Transkonduktanz-Verstärkers (30) mit einer weiteren von der Ausgangsspannung ( $V_{out}$ ) des Spannungsreglers abhängigen Spannung verbunden ist, der andere Eingang (34) des Transkonduktanz-Verstärkers (30) mit einer Referenzspannung ( $V_{ref}$ ) verbunden ist, die die Ausgangsspannung ( $V_{out}$ ) des Spannungsreglers bestimmt, und zwischen den einen Eingang (22) und den anderen Eingang (24) des Verstärkers (20) ein weiterer Widerstand ( $R_{Sz}$ ) geschaltet ist.
2. Spannungsregler nach Anspruch 1, bei dem der Wert des weiteren Widerstands ( $R_{Sz}$ ) so gewählt ist, daß der Spannungsregler eine maximale Phasenreserve aufweist.
3. Spannungsregler nach einem der vorherigen Ansprüche, bei dem der Transistor (10) ein PMOS-Feldeffekttransistor ist.
4. Spannungsregler nach Anspruch 3, bei dem die Breite der Source-Drain-Strecke des PMOS-Feldeffekttransistors (10) so groß gewählt ist, daß der Spannungsregler als Low-Dropout-Spannungsregler arbeiten kann.
5. Spannungsregler nach einem der Ansprüche 1 oder 2, bei dem der Transistor (10) ein PNP-Transistor ist.

6. Spannungsregler nach einem der vorherigen Ansprüche, bei dem der Wert des Kompensationskondensators ( $C_C$ ) so gewählt ist, daß ab einem bestimmten Wert eines am Ausgang des Spannungsreglers fließenden Stroms die Grenzfrequenz des Transkonduktanz-Verstärkers (30) diejenige des Verstärkers  
5 (20) unterschreitet.
7. Spannungsregler nach einem der vorherigen Ansprüche, bei dem der Wert des ersten Widerstands ( $R_{O1}$ ) an die Transkonduktanz des Fehlerverstärkers (30) angepaßt ist.
8. Spannungsregler nach einem der vorherigen Ansprüche, der als  
10 monolithisch integrierte Halbleiterschaltung ausgeführt ist.

1/3

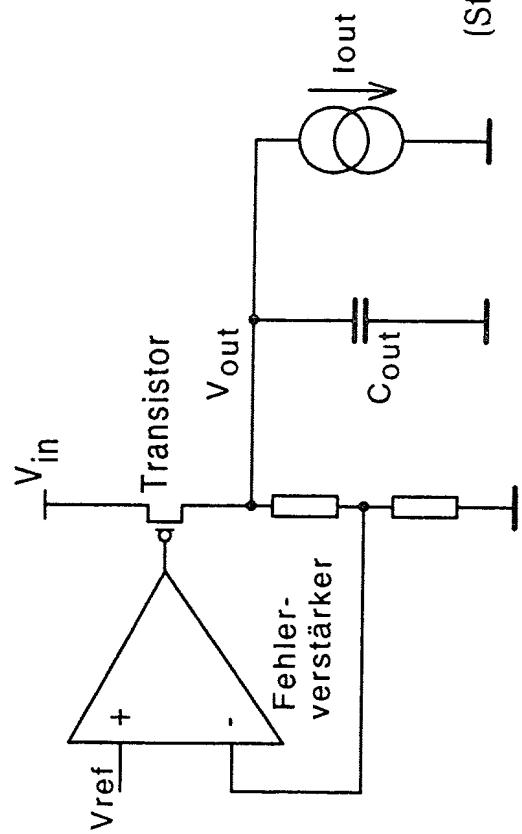


Fig. 1  
(Stand der Technik)

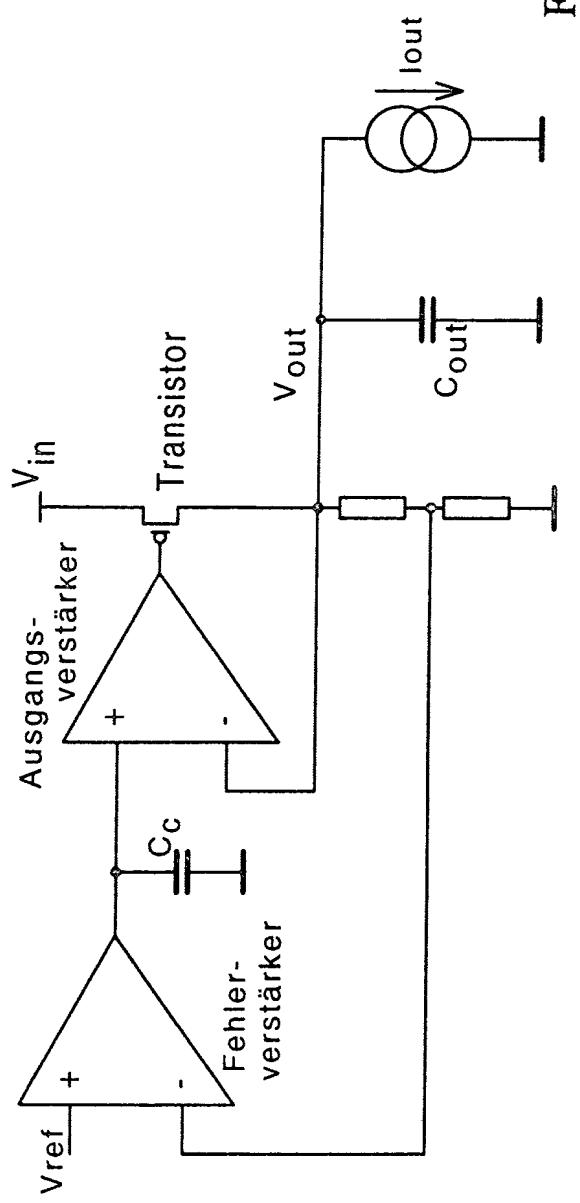
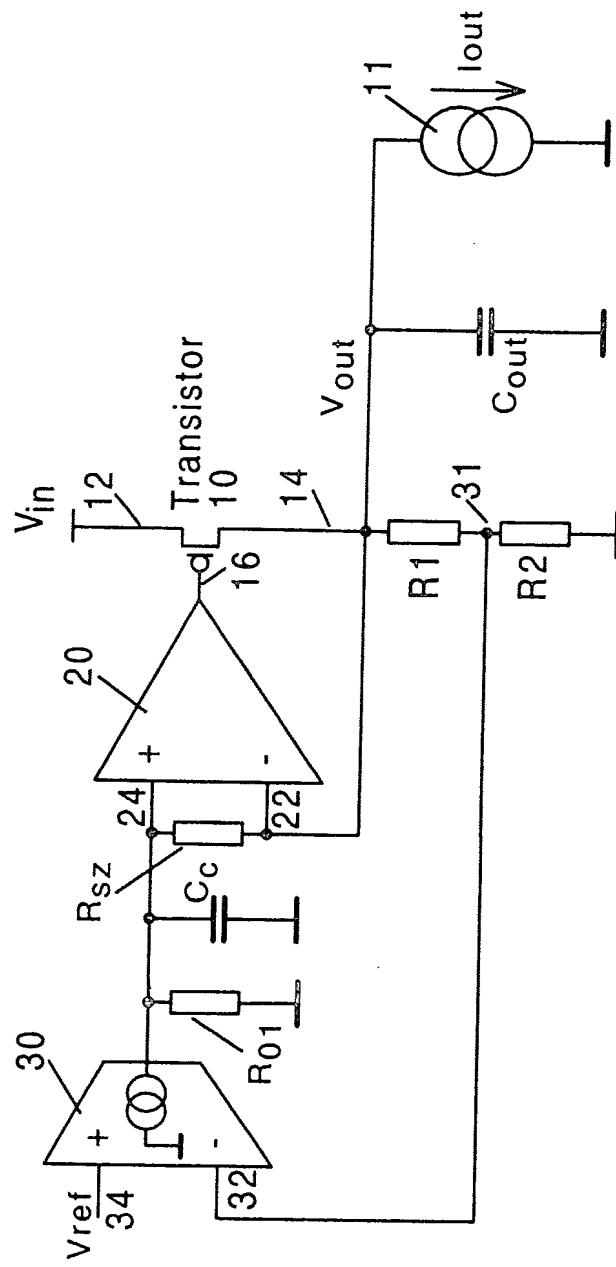


Fig. 2

2/3

Fig. 3



## Phasenreserve

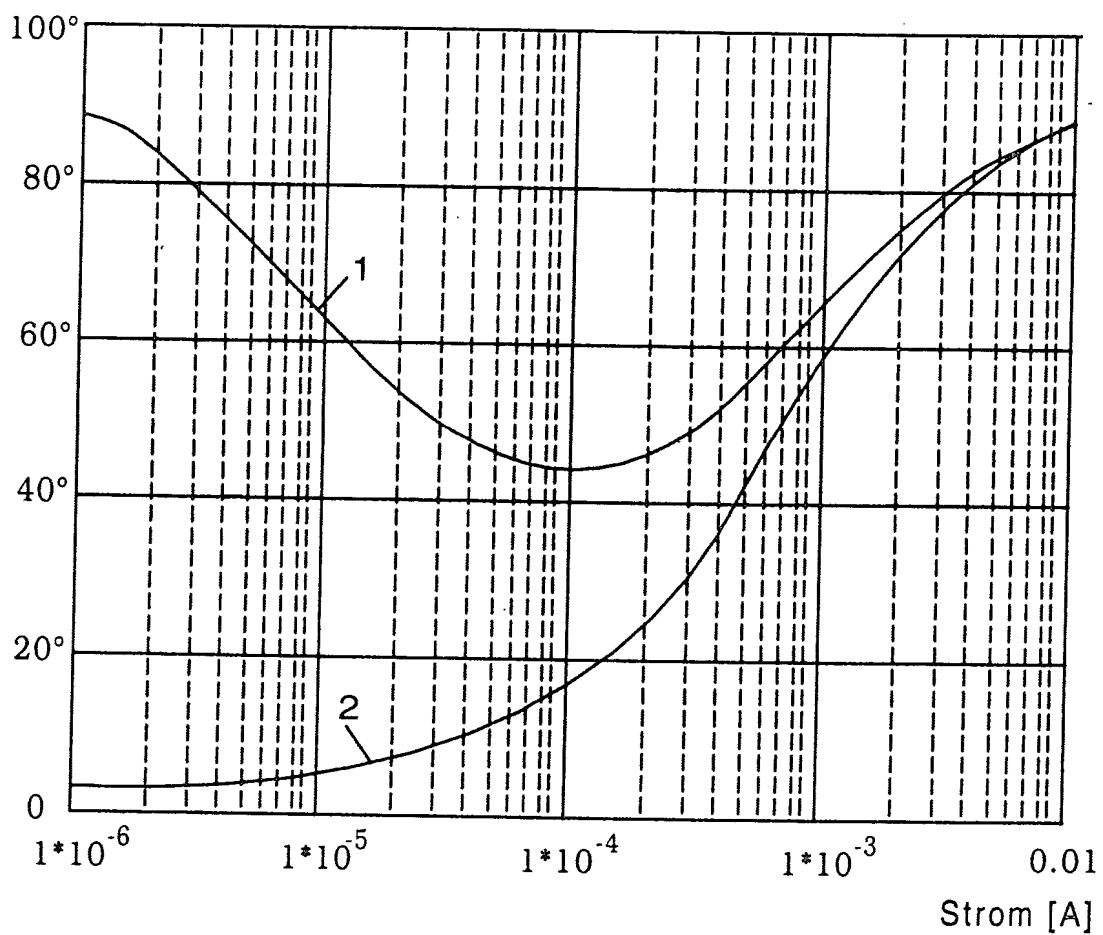


Fig. 4

Zusammenfassung

Spannungsregler

5 Spannungsregler mit einer zweistufigen Regelschaltung zur Ansteuerung eines Regelelements, das von einem Transistors 10 gebildet wird. Die Regelschaltung umfaßt einen Fehlerverstärker 30 und einen Ausgangsverstärker 20, wobei eine einfache Kompensationsschaltung in Form eines Widerstands  $R_{SZ}$ , der zwischen den invertierenden Eingang 22 und den nichtinvertierenden Eingang 24 des

10 Ausgangsverstärkers 20 geschaltet ist, eine hohe Phasenreserve der Regelschaltung bewirkt. Der Widerstand  $R_{SZ}$  begrenzt bei kleinen Lastströmen die Verstärkung des Fehlerverstärkers 30 durch eine Verkleinerung seiner effektiven Ausgangsimpedanz. Durch diese Kompensationsschaltung ist die zweistufige Regelschaltung auch bei sehr niedrigen Lastströmen stabil. Damit lassen sich sehr

15 einfach lineare Spannungsregler aufbauen, die vollständig in einem Chip integriert werden können. Dies ist insbesondere bei tragbaren batteriegespeisten Geräten, wie z.B. Mobiltelefonen oder elektronischen Terminkalendern, wichtig, da sich diese Geräte häufig in einem Ruhezustand mit reduzierter Stromaufnahme befinden und nur zum gelegentlichen Gebrauch aktiviert werden.

20 Figur 3

